

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problems Mailbox.**

## Hierarchical transmission process for digital broadcast short wave signals

### Hierarchical transmission process for digital broadcast short wave signals

Veröffentlichungsnr. (Sek.) FR2757725  
Veröffentlichungsdatum : 1998-06-26  
Erfinder : DEMEURE CEDRIC; LAURENT PIERRE ANDRE  
Anmelder :: THOMSON CSF (FR)  
Veröffentlichungsnummer :  FR2757725  
Aktenzeichen:  
(EPIDOS-INPADOC-normiert) FR19960015743 19961220  
Prioritätsaktenzeichen:  
(EPIDOS-INPADOC-normiert) FR19960015743 19961220  
Klassifikationssymbol (IPC) : H04L27/10  
Klassifikationssymbol (EC) : H04H1/00D, H04L5/02Q, H04L27/26M1A3,  
H04L27/26M1E  
Klassifikationssymbol (EC) : H04H1/00D ; H04L5/02Q ; H04L27/26M1A3 ;  
H04L27/26M1E  
Korrespondierende  
Patentschriften

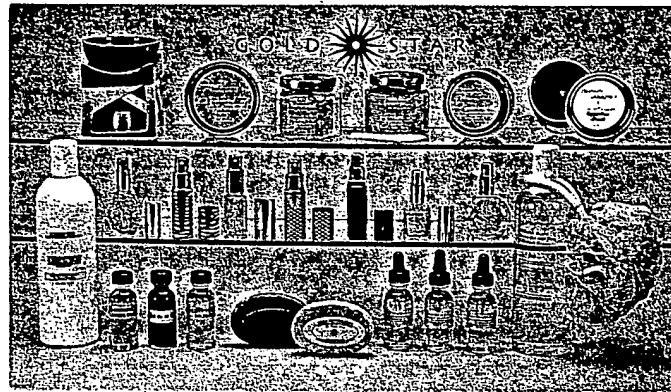
---

#### Bibliographische Daten

---

The hierarchical transmission process has several carriers in parallel, each of which periodically generates a symbol. The symbol is made up of frames with a number of carrier lengths. The symbol has a first time synchronisation frame. The symbol occupies a bandwidth (B) which is divided into two sub-bandwidths, providing two half symbols. Depending on the transmission conditions, a half symbol or complete symbol may be transmitted. The frequency spectrum of the transmission includes a first analogue representation of an amplitude modulation or of a modulation in a unique lateral band.





[www.GoldstarImports.com](http://www.GoldstarImports.com)

*RALPH  
NED*

- Over 500 Perfume Oils
- Body Moisturizers
- Assorted Atomizers
- Ceramic & Metal Oil Diffusers
- Scented Gel Candles
- Aromatherapy Oils
- Natural & Scented Soaps
- Scented Shea Hair Pomade
- Variety of Shea Butter Products

100 West 37th Street  
(Between 6th & Broadway)  
New York, NY 10018

Mon-Fri 9:30a.m. - 5:45 p.m.  
Saturday 9:30a.m. - 5:30p.m.

Tel: 212-279-4474/70  
Fax: 212-279-4471

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
—  
PARIS

(11) N° de publication :  
(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 757 725

(21) N° d'enregistrement national : 96 15743

(51) Int Cl<sup>6</sup> : H 04 L 27/10

(12)

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

(22) Date de dépôt : 20.12.96.

(30) Priorité :

(43) Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 26.06.98 Bulletin 98/26.

(56) Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : Se reporter à la fin du  
présent fascicule.

(60) Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

(71) Demandeur(s) : THOMSON CSF SOCIETE  
ANONYME — FR.

(72) Inventeur(s) : DEMEURE CEDRIC et LAURENT  
PIERRE ANDRE.

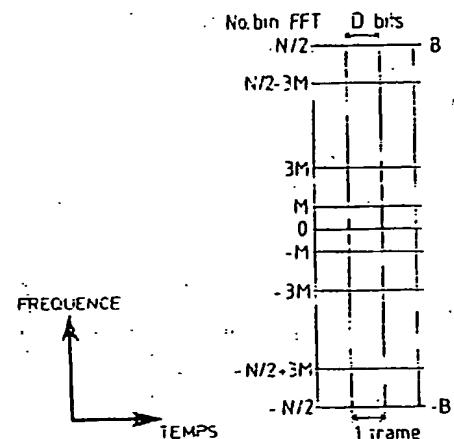
(73) Titulaire(s) :

(74) Mandataire : THOMSON CSF.

(54) PROCÉDÉ HIERARCHIQUE DE TRANSMISSION ET DE RADIODIFFUSION NUMÉRIQUE D'EMISSION  
RADIOPHONIQUES.

(57) Le procédé consiste à transmettre vers des récepteurs  
un signal audiofréquence par modulation de plusieurs porteuses  
en parallèle en générant périodiquement un motif  
comportant un nombre déterminé de M trames elles-  
mêmes composées d'un nombre déterminé de porteuses  
de durée déterminée T et occupant une bande fréquentielle  
déterminée B. Le motif est constitué d'une première trame  
de synchronisation temporelle (T<sub>0</sub>) de forme connue, suivie  
de trames de symboles de signal. Il consiste à partager la  
bande fréquentielle B occupée par le motif en deux sous  
bandes de largeur B/2 et symétriques l'une de l'autre par  
rapport à la fréquence centrale de la bande fréquentielle B,  
pour constituer deux 1/2 motifs, à transmettre périodiquement  
la totalité du motif ou seulement l'un des 1/2 motifs  
occupant l'une ou l'autre des deux sous bandes pour assurer  
une qualité de réception des informations numériques  
transmises adaptée à la bande des fréquences de récep-  
tion des récepteurs.

Application: Radiodiffusion numérique compatible.



FR 2 757 725 - A1



La présente invention concerne un procédé hiérarchique de transmission et de radiodiffusion numérique d'émission radiophonique destiné principalement à assurer dans la gamme des ondes courtes, aussi appelée gamme HF comprise dans la bande 2 à 30 MHz, une compatibilité de réception entre émetteurs et récepteurs analogiques et numériques ayant des caractéristiques de réception différentes. Naturellement le procédé reste utilisable dans d'autres gammes de fréquence comme les ondes moyennes et longues aussi appelées MF et LF qui sont les abréviations anglo-saxonnes respectives de Medium Frequency et Low Frequency.

Pour des raisons à la fois d'ordre technique, politique, ou économique les émetteurs de radiodiffusion actuellement utilisés pour la radiodiffusion de programmes en modulation d'amplitude ne peuvent pas être du jour au lendemain adaptés pour la diffusion de programmes en numérique. Ceci suggère pendant une période transitoire plus ou moins longue, la coexistence de deux systèmes, l'un numérique l'autre analogique qui diffusent les mêmes programmes.

Cette solution apparaît fort coûteuse et peu souhaitable car elle laisse supposer qu'à la fin de la période transitoire, la moitié des émetteurs utilisés pour la transmission analogique devront être supprimés. Cela suppose pour pallier cette difficulté qu'un même émetteur puisse effectuer une radiodiffusion simultanée en analogique et en numérique d'une émission pouvant être reçue aussi bien par un récepteur à modulation d'amplitude du commerce sans qu'il soit nécessaire de le modifier ou de la changer, que par un récepteur muni d'un démodulateur de signaux numériques. Cela suppose aussi une adaptation des récepteurs ondes courtes existants actuellement sur le marché et une évolution de ceux-ci vers une qualité de réception supérieure par l'introduction dans les récepteurs d'un démodulateur/décodeur numérique, et un élargissement de leur bande de réception ce qui par voie de conséquence doit se traduire par une augmentation du débit numérique des informations transmises. Cette adaptation ne peut avoir lieu que par l'introduction dans les récepteurs d'une structure hiérarchique permettant d'utiliser soit toute la bande de fréquence reçue pour obtenir une qualité de réception maximale, soit de n'utiliser seulement qu'une partie de celle-ci pour ne se contenter que d'une qualité moyenne lorsque le récepteur ne peut par exemple recevoir qu'une bande

latérale du spectre de modulation ou dans le cas d'une réception à deux bandes latérales, lorsqu'une bande latérale inférieure est réservée à la réception d'émissions analogiques et la bande latérale supérieure est réservée à la réception des mêmes émissions en numérique. Il est également nécessaire lorsque les conditions de propagation sont perturbées, de prévoir une dégradation progressive de la qualité d'écoute en protégeant davantage la partie la plus sensible du train binaire du codeur audio de l'émetteur en utilisant des codes correcteur d'erreur adaptés.

Le but de l'invention est de remédier à cette situation.

10 A cet effet, l'invention a pour objet un procédé hiérarchique de transmission et de radiodiffusion numérique d'émissions radiophoniques du type consistant à transmettre vers des récepteurs un signal audiofréquence par modulation de plusieurs porteuses en parallèle en générant périodiquement un motif comprenant un nombre déterminé de  $M$  trames 15 elles-mêmes composées d'un nombre déterminé de porteuses de durée déterminée  $T$  et occupant une bande fréquentielle déterminée  $B$ , le motif étant constitué d'une première trame de synchronisation temporelle de forme connue, suivie de trames de symboles de signal, caractérisé en ce qu'il consiste à partager la bande fréquentielle  $B$  occupée par le motif en deux 20 sous bandes de largeur  $B/2$  et symétriques l'une de l'autre par rapport à la fréquence centrale de la bande fréquentielle  $B$ , pour constituer deux  $1/2$  motifs, à transmettre périodiquement la totalité du motif ou seulement l'un des  $1/2$  motifs occupant l'une ou l'autre des deux sous bandes pour assurer une qualité de réception des informations numériques transmises adaptée à 25 la bande des fréquences de réception des récepteurs.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'aide de la description qui suit faite en regard des dessins annexés qui représentent :

30 La figure 1, l'occupation spectrale d'une transmission numérique véhiculée sur une porteuse unique, comparée à celle obtenue dans une transmission numérique de débit identique véhiculée sur un grand nombre de sous porteuses.

La figure 2, le spectre en fréquence d'une onde modulée suivant le principe connu de modulation d'amplitude.

La figure 3, le spectre en fréquence d'une onde modulée suivant le principe connu de modulation d'une onde à bande latérale unique.

Les figures 4 à 7, différents exemples de génération d'un signal composite selon l'invention.

5 La figure 8, un mode de réalisation d'un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention.

La figure 9, un mode de réalisation d'un dispositif de régulation du niveau de porteuse résiduelle composant le dispositif de la figure 8.

10 La figure 10, l'allure générale d'un spectre de fréquence obtenu par la mise en oeuvre d'un dispositif de régulation conforme à la figure 9.

Les figures 11a, 11b et 11c des formes d'onde temporelles de la porteuse sans ou avec modulation du résidu de porteuse obtenu avec le dispositif de la figure 9, en fonction de l'amplitude du signal audiofréquence à transmettre.

15 Les figures 12 et 13, deux tableaux de décomposition de trains binaires compatibles.

La figure 14, un schéma d'imbrication des données conduisant à la décomposition des trains binaires des figures 12 et 13.

20 La figure 15, un diagramme temps-fréquence de représentation d'un signal audiofréquence numérique selon l'invention.

La figure 16, une adaptation du diagramme de la figure 15 pour assurer selon l'invention une compatibilité entre transmissions à hauts débits et bas débits.

25 Les systèmes actuels de radiodiffusion grand public en gamme HF ou MF utilisent soit des procédés de modulations en amplitude avec ou sans porteuse ou avec porteuse réduite d'un signal dont le spectre occupe une largeur de bande voisine de 4 KHz, soit des procédés de modulation à bande latérale unique supérieure ou inférieure avec ou sans porteuse. Le procédé de radiodiffusion décrit ci-après est destiné à être compatible au niveau réception des démodulateurs analogiques existants afin de pouvoir utiliser un boîtier de démodulation externe branché sur la sortie analogique des récepteurs ou sur la sortie d'une fréquence intermédiaire.

30 Pour assurer cette compatibilité le procédé repose sur un principe de radiodiffusion simultanée par un émetteur unique d'un même programme pouvant être reçu aussi bien par des postes radio analogique que des

postes radio numérique à modulation par multi sous-porteuses. Dans ce cadre le signal d'émission résulte d'une modulation d'un signal composite qui est la somme du signal audiofréquence et d'un signal numérique obtenu par une modulation multi sous-porteuses du signal audiofréquence. Le 5 spectre en fréquence du signal numérique est formé de la façon représentée par la courbe A de la figure 1 par un grand nombre de sous-porteuses régulièrement espacées et modulées indépendamment les unes des autres selon un procédé de modulation à plusieurs états de phase de type connu par exemple sous l'abréviation MAQ de Modulation d'Amplitude sur deux 10 voies en quadrature. Le spectre en fréquence obtenu occupe une largeur de bande  $B_n$  qui est la somme des spectres en fréquence de toutes les sous-porteuses. Grâce à l'étroitesse du spectre en fréquence des sous-porteuses individuelles, le spectre en fréquence du signal numérique dans son ensemble apparaît très bien délimité dans l'espace fréquentiel, 15 contrairement au spectre représenté par la courbe B sur la figure 1 qui est celui obtenu avec un procédé de modulation numérique sur porteuse unique.

Le signal analogique est transmis en utilisant les procédés connus de modulation d'amplitude à deux bandes latérales ou à bande latérale 20 unique connu sous l'abréviation BLU. Dans le cas d'une modulation d'amplitude encore connue sous l'abréviation anglo-saxonne AM de "Amplitude-Modulation", le signal analogique est obtenu par modulation d'amplitude d'une porteuse pure, en prenant bien garde que l'amplitude du signal modulé ne s'annule jamais. Suivant ce type de modulation, un signal 25 à moduler  $S(t)$  donne naissance à la sortie d'un émetteur à un signal de la forme  $\cos(2\pi F_0 t)(S_0 + S(t))$  où  $S_0$  est un biais garantissant une amplitude positive et  $F_0$  est la fréquence de la porteuse. Le spectre en fréquence est formé comme le montre la figure 2 par deux bandes de fréquence 30 représentant chacune le spectre  $S(f)$  du signal  $S(t)$  et disposées symétriquement par rapport à la fréquence  $F_0$ . Dans ce procédé, la puissance véhiculée par le résidu de porteuse représente 70% de la puissance totale émise, alors que le résidu de porteuse ne véhicule par lui-même aucune information, l'information utile étant entièrement contenue dans chacun des spectres  $S(f)$ .

Suivant le type de modulation à bande latérale unique, l'encombrement spectral obtenu est comme le montre la figure 3 réduit de moitié. La modulation qui peut être vue comme de la modulation d'amplitude est filtrée pour ne laisser passer que l'une des deux moitiés du spectre en fréquence avec peu ou pas du tout de résidu de porteuse. La réduction de la puissance d'émission varie en fonction de la fraction de résidu de la porteuse. Si ce résidu est éliminé totalement, la puissance d'émission nécessaire, à portée équivalente, n'est alors plus que de 15% de celle nécessaire à une modulation d'amplitude AM. Malheureusement, comme un récepteur simple du commerce apparaît incapable de démoduler correctement un tel signal, notamment lorsque le résidu de porteuse est absent, l'émission doit avoir lieu avec un résidu de porteuse conséquent, pour limiter la distorsion qui invariablement peut se produire avec un récepteur à modulation d'amplitude.

Comme le montrent les figures 4 à 7 le signal composite, qui est émis par un émetteur unique est la somme du signal analogique, de largeur de bande  $B_a$  et du signal numérique de largeur de bande  $B_n$ . Dans les différentes variantes envisagées, la largeur de bande du signal  $S(t)$  est désignée par  $B_S$  et est voisine de la largeur de bande  $B_0$ .  $B_n$  désigne la largeur de bande nécessaire à la transmission du débit du signal numérique associé à  $S(t)$ . Dans toutes les variantes des combinaisons spectrales envisagées, les fréquences aiguës du spectre  $S(f)$  sont disposées pour être les plus proches de celles du signal numérique. Ainsi, une possible réception involontaire par un récepteur AM du commerce de quelques unes des fréquences contenues dans le signal numérique ne peut se traduire que par un bruit localisé dans les fréquences aiguës, ce qui est un moindre mal par le fait qu'un bruit dans les fréquences aiguës est perceptuellement moins gênant que dans les fréquences graves et qu'en plus un récepteur à modulation d'amplitude du commerce atténue fortement les aigus.

Sachant par ailleurs que, pour une même portée d'émission, le rapport signal/bruit nécessaire à une transmission numérique est nettement inférieur à celui nécessaire pour une transmission analogique, la puissance véhiculée par la composante numérique peut être égale ou même inférieur à celle de la composante analogique, ce qui revient à dire que la puissance totale émise peut être voisine ou inférieure à celle qu'il est nécessaire à un

émetteur à modulation d'amplitude AM ne véhiculant que le signal analogique. Sur les figures 4 à 7 l'écart entre les fréquence  $F_0$  et  $F_1$  qui représentent respectivement la fréquence du résidu de porteuse pour l'analogique et la fréquence centrale du numérique est déterminé pour que

5 la bande totale du signal émis, notée  $B_t$ , soit compatible des règles de radiodiffusion en usage.

Il est aussi possible d'envisager comme le montre la figure 5 que dans une période transitoire, l'émission en modulation d'amplitude AM du signal numérique seul, puisse occuper à lui seul toutes la bande disponible

10 ou encore, comme le montre la figure 6, l'émission simultanée en modulation d'amplitude de l'analogique et du numérique, le signal numérique pouvant alors être considéré comme une "signalisation" spéciale localisée au-delà des fréquences aiguës du signal basse fréquence analogique  $S(t)$ . Selon

15 encore une autre variante représentée à la figure 7 l'émission du signal analogique en modulation d'amplitude AM ou en modulation connue sous l'abréviation anglo-saxonne VSB de (Vestigial Side Band) pour limiter la distorsion dans les fréquences basses et du numérique en bande latérale supérieure ou inférieure.

Un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé précédemment

20 décrit est représenté à la figure 8. Celui-ci comprend, un circuit sommateur 1 couplé par une première entrée à une première voie de modulation composée d'un codeur audiofréquence 2, d'un multiplexeur 3 de données fournies par le codeur 2, et de données de service et auxiliaires, et d'un modulateur multi sous-porteuses 4 reliés entre eux dans cet ordre en série.

25 Le sommateur 1 est d'autre part couplé par une deuxième entrée de modulation à une deuxième voie composée essentiellement par un filtre passe bas 5.

La sortie du circuit sommateur 1 est couplée à l'entrée d'un dispositif de modulation 6 composé par un modulateur à modulation d'amplitude AM ou à bande latérale unique BLU. Le signal modulé fourni par le dispositif de modulation 6 est filtré par un filtre sélecteur de bandes latérales 7. Un dispositif de régulation 8 est couplé entre la sortie du filtre passe bas 5 pour réguler le niveau de porteuse résiduelle fourni par le dispositif de modulation 6. Celui-ci se compose de la façon représentée à la figure 9 de deux voies.

30 Une première voie comprend un dispositif d'estimation des minima du signal

5  $S(t)$  couplé à une première entrée d'un circuit soustracteur 10 par l'intermédiaire d'un filtre passe bas 11. Une deuxième voie est composée d'un circuit à retard 12 d'une durée déterminée  $T$  correspondant à la durée du traitement du signal  $S(t)$  dans la première voie, couplé à une deuxième entrée du circuit soustracteur 10 par l'intermédiaire d'un circuit multiplicateur 13 par une valeur de consigne 9.

10 La sortie du circuit soustracteur 10 est reliée à une entrée de commande du dispositif de modulation 6 de la figure 8. Le signal  $S(t)$  est appliqué suivant cette configuration simultanément sur les entrées respectives du dispositif d'estimation des minima 9 et du dispositif à retard 12. Le dispositif de régulation 8 permet de limiter le gaspillage d'énergie que représente un fort résidu de porteuse, en ajustant en permanence ce résidu en fonction de la puissance instantanée du signal  $S(t)$ . Quand le niveau de puissance du signal  $S(t)$  est de faible puissance, la distorsion est 15 parfaitement négligeable. Pour les autres valeurs du signal  $S(t)$  la distorsion est amenée à un niveau acceptable. Pour cela les minima du signal  $S(t)$  sont estimés en permanence et filtrés par le filtre passe-bas 11 dont la fréquence de coupure est par exemple de 10 Hz de façon à être inaudible et la valeur obtenue est retardée du retard  $T$  et est affectée d'un gain  $g$  inférieur à 1 20 avant d'être soustraite du signal  $S(t)$ .

Le spectre en fréquence du signal analogique résultant émis à la sortie du filtre sélecteur 7 a alors la forme représentée à la figure 10, le résidu de porteuse étant modulé avec une très faible largeur de bande.

25 Des formes d'onde temporelles de la porteuse sans et avec modulation du résidu sont représentées aux figures 11a, 11b et 11c en fonction de l'amplitude du signal  $S(t)$ .

30 Le train binaire obtenu en sortie du codeur 2 est partagé en trames de symboles, formées de plusieurs catégories de données constituées par exemple par des données de service et des données transportant le signal audio. Pour simplifier la description il est supposé dans ce qui suit que celles-ci sont limitées à deux. En désignant par  $d_1$  et  $d_2$  le nombre de bits/s de chaque catégorie et en supposant que les  $d_1$  bits sont plus sensibles que les  $d_2$  bits car leur perte empêche la restitution à l'arrivée du signal audio temporel, le débit global  $D$  obtenu en sortie du codeur 2 est la somme des débits  $d_1$  et  $d_2$ . L'adjonction des bits  $d_2$  permet d'obtenir une qualité de 35

signal audio restitué qui peut être qualifié de bonne à excellente s'ils sont correctement reçus. En raison du fait que selon les schémas de modulations précédents deux qualités sont transmettables suivant qu'une partie ou la totalité de la bande de fréquence est occupée par le signal numérique,

5 chaque bloc de bits est lui-même subdivisé comme le montre le tableau de la figure 12 en deux catégories, un bloc bas débit et un bloc haut débit. Le bloc bas débit est formé du nombre  $C$  de bits par trame nécessaire pour obtenir une émission de bonne qualité. Le nombre  $C$  correspond à la somme d'un nombre déterminé  $c_1$  de bits/trame qualifiés de sensibles et d'un

10 nombre déterminé  $c_2$  de bits/trame nécessaire pour obtenir une émission de qualité excellente. Il correspond à la somme d'un nombre déterminé  $d_1$  de bits/trame qualifiés de sensibles et d'un nombre déterminé  $d_2$  de bits/trame supplémentaires.

Un exemple numérique représentant différentes valeurs possibles  
15 des débits du tableau de la figure 12 sont montrées dans le tableau de la figure 13.

Une caractéristique du procédé de hiérarchisation selon l'invention est d'imposer que les  $c_1$  bits sensibles nécessaires à une qualité bonne se retrouvent également pour composer les  $d_1$  bits de la trame d'excellente  
20 qualité correspondante et qu'également les  $c_2$  supplémentaires de la trame de bonne qualité se retrouvent intégralement inclus dans les  $d_2$  bits supplémentaires de la trame d'excellente qualité. Cela donne la possibilité à un diffuseur de programmes radiophoniques une compatibilité par l'émission des deux types de données précités qui peuvent alors être exploités  
25 sélectivement suivant les capacités de réception ou de traitement des récepteurs à recevoir l'un ou l'autre des deux types de qualité. A titre d'exemple, un récepteur BLU de 4 KHz de bande latérale qui représente la moitié de la bande requise pour une transmission d'excellente qualité, pourra tout de même recevoir un signal de bonne qualité sans modifications  
30 majeures alors que le signal de largeur de bande double ne peut être reçu sans modifications importantes, par rajout d'un filtre par exemple. L'imbrication des données qui résulte de la partition précédente est montrée à la figure 14.

Le signal transmis est défini suivant un format bien précis représenté à la figure 15 à la fois dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel.

Dans le domaine temporel le signal est découpé suivant un nombre déterminé  $L$  de trames adjacentes  $T_{11}$  à  $T_{1L}$  et de durée fixe. Sur la figure 15  $L = 16$ . Chaque trame est composée d'un nombre déterminé  $N$  de porteuses adjacentes et pendant toute la durée d'une trame, l'amplitude complexe de toutes les porteuses est constante. La durée d'une trame est déterminée légèrement supérieure à la durée d'un symbole pour tenir compte de la propagation et du trainage des signaux dans les différents filtres de l'émetteur et des récepteurs.

A titre d'exemple, si la durée d'un symbole à transmettre est fixée à 27 ms environ, la durée d'une trame est fixée à 30 ms. L'espacement entre fréquences est déterminé pour être égal à l'inverse de la durée d'un symbole, ce qui correspond dans l'exemple, à un espacement de  $\frac{1}{27 \text{ ms}}$  soit 37 Hz et un nombre de porteuses  $N$  égal à 81 pour une bande de fréquence occupée de 3 KHz. Cette disposition assure l'orthogonalité des signaux qui est nécessaire pour qu'il n'y ait pas de phénomène d'interférence entre symboles lors de la démodulation. Cet espacement en fréquence tient compte également de l'instabilité prévisible des oscillateurs des récepteurs et de la vitesse d'évolution du canal de transmission. Dans l'exemple de la figure 15, les trames sont regroupées en paquets  $P_1$  à  $P_4$  d'un nombre déterminé  $K=4$  de trames. Dans la première trame de chaque paquet, la moitié des fréquences comporte un symbole d'amplitude complexe connue dénommée référence de gain qui sert de référence pour estimer à la fois le gain du canal et le bruit à sa position et aux positions voisines. Le nombre de références est déterminé pour permettre l'échantillonnage convenable de la réponse en fréquence complexe du canal compte tenu de sa vitesse de variation et de son étalement temporel. Tantôt les fréquences paires tantôt les fréquences impaires sont utilisées afin de pouvoir détecter la présence de brouilleurs à bande étroite quelle que soit leur fréquence.

Un nombre limité de fréquences de référence  $F_1$  à  $F_3$  en traits pleins sur la figure 15 sont des porteuses pures, non modulées. Ces fréquences de référence sont destinées à faciliter l'accrochage initial des

récepteurs dans les plus brefs délais quel que soit leur décalage en fréquence initial.

Enfin, les paquets sont eux-mêmes regroupés dans un motif comportant un nombre déterminé de  $M$  paquets. Sur la figure 15,  $M = 4$  ce 5 qui correspond à une durée de motif de 480 ms. Dans la première trame  $T_1$  des paquets, qui contiennent des symboles utiles, certaines des fréquences sont remplacées par des fréquences de références afin d'obtenir une forme d'onde compacte en temps et en fréquence permettant d'obtenir une synchronisation rapide des récepteurs. Cette synchronisation peut être 10 effectuée de façon connue par corrélation de la forme d'onde reçue avec celle attendue.

Les symboles utiles se subdivisent en deux catégories.

Une première catégorie concerne les symboles de service. Ceux-ci sont transmis par exemple, suivant une modulation codée MAQ à 16 états 15 d'amplitude et de phase véhiculant chacun 3 bits d'information. Ils sont régulièrement disposés en temps et en fréquence et répétés dans plusieurs trames, trois par exemple, pour augmenter leur probabilité de bonne réception compte tenu de leur importance.

Une deuxième catégorie concerne les symboles audio. Ceux-ci sont 20 aussi transmis en modulation codée MAQ à 64 états d'amplitude et de phase véhiculant chacun 4 bits d'information par exemple. Ceux-ci constituent la plus grande partie du débit.

Dans le domaine fréquentiel, le signal peut être considéré comme la superposition d'une multitude de signaux modulés à faible vitesse appelés 25 "sous porteuses". La vitesse de modulation est l'inverse de la durée de la trame soit avec les chiffres données précédemment 33.3 bauds. L'espacement exact entre sous-porteuses est défini indirectement par la fréquence d'échantillonnage du signal au niveau des récepteurs et par le nombre de points sur lesquels s'effectuent les calculs de Transformées de 30 Fourier Rapides utilisées pour analyser le signal. Usuellement, les fréquences d'échantillonnage sont multiples de 800 Hz et les tailles des FFT sont des puissances de deux. Cela conduit, dans l'exemple numérique précédent, à prendre une fréquence d'échantillonnage  $F_e$  égale à 9 600 Hz et des FFT portant sur un nombre de point  $NFFT = 256$ .

Pour assurer la complète indépendance des sous-porteuses lors du processus de démodulation les porteuses sont espacées d'une quantité égale à  $\frac{F_e}{NFFT}$  soit 37,5 Hz conduisant à une durée de signal dans chacune des trames égale à 26,66 ms.

5 La FFT étant une transformation "inversible", le signal fourni à l'émission par le modulateur multi sous-porteuses 4 est un signal obtenu par un calcul de FFT inverse. Dans une première étape, l'amplitude complexe du signal est calculée pour chacune des K fréquences utilisées et les amplitudes complexes des NFFT-K autres fréquences non utilisées sont 10 mises à zéro. Eventuellement, une correction de niveau est réalisée sur chaque amplitude complexe pour tenir compte de la réponse en fréquence globale du canal de transmission.

15 Le calcul de FFT inverse proprement dit est ensuite effectué dans une deuxième étape sur les amplitudes complexes calculées pour passer du domaine fréquentiel au domaine temporel. Seule la partie réelle du résultat ainsi obtenu est conservée car le signal basse fréquence obtenu est à considérer comme un signal monodimensionnel. Le signal basse fréquence ainsi obtenu peut alors suivre, tout comme un signal audio habituel les 20 différentes étapes de l'émission suivant le procédé classique de modulation BLU.

25 Avec un modulateur plus élaboré composé par exemple d'un modulateur à deux voies en quadrature ou mieux un modulateur entièrement numérique, le signal complexe obtenu en résultat du calcul de transformée de Fourier inverse peut être directement utilisé. Un débit supérieur peut être obtenu puisque contrairement à la modulation BLU aucune symétrie n'est obligatoire.

30 La différence entre une transmission haut débit et bas débit se trouve au niveau du partage de la bande de fréquence totale du spectre d'émission utilisé. Pour une transmission bas débit seule une portion de la bande totale, typiquement la moitié est utilisée. Cependant pour rester compatible avec une transmission haut débit, la mise en oeuvre du procédé selon l'invention impose que certaines parties et caractéristiques du signal bas débit se retrouvent telles quelles dans le signal haut débit afin de n'avoir à traiter que les caractéristiques bas débit et donc de rester compatible dans 35 le cadre d'un déploiement par étape des techniques de radiodiffusion

numérique dont la première étape consiste à émettre simultanément sur deux bandes de fréquences analogique et numérique. Les caractéristiques essentielles du signal commune aux transmission bas débit et haut débit sont celles concernant la synchronisation temporelle des deux parties qui

5 permet d'optimiser la réception, l'estimation du canal et la qualité globale du signal modulé. Ces caractéristiques sont définies par les amplitudes complexes des différents signaux véhiculés par les différentes sous-porteuses définies trame par trame dans le diagramme temps fréquence de la figure 15. Pour assurer la synchronisation fréquentielle des récepteurs qui

10 doivent s'accrocher aussi rapidement que possible sur une émission même en présence d'un décalage en fréquence important et quelle que soit la largeur de bande du signal numérique utilisé, un certain nombre de porteuses sont émises telles quelles, c'est-à-dire avec une amplitude constante  $A_1$  et une continuité de phase de trame à trame. Celles-ci

15 apparaissent comme des raies pures à l'entrée des démodulateurs des récepteurs. Suivant ce principe, si à la trame  $N$  une sous-porteuse de fréquence  $f$  possède une phase alpha, sa phase est positionnée à  $\alpha + 2\pi f T$  à la trame  $N + 1$ ,  $T$  étant la durée de la trame. Ces porteuses sont en nombre suffisant pour que, même si quelques unes d'entre elles se

20 retrouvent en réception atténuées par des trous de fading, les autres puissent être détectées à coup sûr. Leur nombre est cependant limité car la place qu'elles occupent est au détriment des porteuses véhiculant de l'information. D'autre part leur nombre est suffisant pour permettre aux récepteurs d'évaluer un décalage en fréquence même si celui-ci est à son

25 maximum autorisé vers les fréquences hautes ou les fréquences basses.

Pour assurer une parfaite compatibilité entre haut débit et bas débit le diagramme temps-fréquence de la figure 15 est reproduit par son symétrique autour de la fréquence porteuse 0 de la façon représentée partiellement à la figure 16. La partie haute du diagramme située au-dessus de la fréquence 0 occupe la demi-bande supérieure du signal numérique et la partie basse située en dessous de la fréquence 0 occupe la demi-bande inférieure du signal numérique. Cette disposition permet une meilleure performance tout en simplifiant les traitements dans les récepteurs. Les porteuses pures servent uniquement au recalage initial du récepteur. Celles-ci peuvent être détectées à tout instant par les récepteurs mais leur

présence n'est pas suffisante, il faut en plus que les récepteurs se synchronisent sur les trames incidentes et le plus rapidement possible. Cette synchronisation est assurée par la première trame du motif de la figure 15 dont la forme d'onde est définie, pour être détectable même si l'estimation initiale de décalage en fréquence du récepteur est erronée et de manière que l'amplitude de chaque sous-porteuse soit à peu près constante afin d'éviter des distorsions dues aux non linéarités des chaînes d'émission et/ou de réception, avec une phase suivant par exemple une loi parabolique. Cette loi parabolique est définie par un polynôme du second degré dont la variable est le rang  $k$  de chaque sous-porteuse 3 de la première trame. Un algorithme écrit en langage C permet le calcul de la valeur de la phase de chaque sous-porteuse 3 de rang  $k$  de la première trame 6 est le suivant :

$$\theta = \frac{2.0 * \text{PI}}{(\text{K\_MAX} - \text{K\_MIN} + 1)}$$

$$s = 0$$

15  $\alpha = 0.0$ ;

```
for (k = K_MIN ; k<K_MAX ; k++) {
```

amplitude [ $\text{kg}$ ] =  $A_2$  :

$$\text{phase } [k] = \alpha - \theta^* ((k - K \cdot M[N])^* k)$$

$$s = s + k$$

$$20 \quad \alpha = \theta^* s$$

1

La forme d'onde de la première trame 6 générée à partir de l'algorithme précédent est proche d'une rampe de fréquence appelée "chirp" en anglais.

25 La taille M du motif est choisie de telle sorte que celui-ci répété suffisamment souvent, au moins 2 fois par seconde pour faciliter le traitement du signal.

30 Une partie des porteuses non utilisées pour les synchronisations sont transmises avec des phases et des amplitudes connues et le reste des porteuses est modulé par une modulation portant sur un nombre réduit  $q = 3$  par exemple de bits utiles par symbole. A titre d'exemple, pour transmettre suivant un débit d'environ 2 bits/s par Hz de bande, sur un canal particulièrement perturbé par les aléas de propagation, du bruit ou des brouilleurs et avec un débit de 3 bits/s/Hz si la transmission sur le canal est

favorable, un procédé de modulation à 3 bits/s/Hz avec deux types de codage, un type très robuste pour la partie sensible et essentielle composé des bits  $c_1$  et  $d_1$  et un type moins robuste composé des bits  $c_2$  et  $d_2$  de la figure 12 peut être utilisé

5 Pour tenir compte du fait que le schéma de modulation proposé ici qui véhicule un nombre réduit ( $q = 3$ ) de bits utiles par symbole, est intrinsèquement fragile, particulièrement pour un canal HF où certaines porteuses peuvent être considérablement affaiblies par des trous de fading, le codage met en oeuvre un procédé de correction d'erreurs connu sous le nom de "modulation codée en treillis" ou sous le nom anglo-saxon 'Trellis Coded Modulation". Son principe est identique à celui qui permet la construction de codes correcteurs d'erreurs de type convolutif. Il repose sur l'utilisation d'un codeur constitué par ce qui est communément appelé une "machine à états finis" constituée par un ou plusieurs registres à décalage,

10 dont l'état interne change chaque fois qu'apparaît un nouveau symbole de  $q$  bits. Pour  $q = 3$  bits la sortie du codeur délivre un mot de 4 bits dont la valeur binaire est fonction à la fois du mot de 3 bits présent en entrée du codeur et de l'état interne du codeur. Ce mot de 4 bits permet alors de choisir dans un jeu fixe de 16 signaux déterminés celui qui doit être émis.

15 20 Cela implique une modulation à 16 états de phase pour transmettre chaque symbole.

Ce procédé de codage concerne la plus grande partie du débit utile, à savoir celui alloué à la transmission du signal audio.

Le reste du débit est consacré aux données numériques. Celles-ci ne supportent quasiment pas les erreurs de transmission, du moins tant que la qualité audio reste suffisante. Il est donc impératif de les protéger encore mieux contre les aléas de transmission, ce qui peut être fait de façon simple en utilisant une procédure de répétition : chaque valeur en sortie du codeur est répétée  $R_n$  fois pour les données numériques de type  $n$  (il peut y avoir

25 30 plusieurs types de données requérant chacun un degré de protection différent). Bien entendu, les  $R_n$  exemplaires d'un symbole sont transmis sur des porteuses aussi éloignées que possible à la fois en temps et en fréquence à l'intérieur d'un motif donné afin d'en assurer l'indépendance statistique nécessaire.

Il peut aussi être souhaitable de transmettre ces symboles particuliers à des positions (temps x fréquence) où le gain complexe du canal est évalué de la façon la plus fiable. Les positions recommandées sont les trames paires, où chaque symbole utile est "encadré" par deux symboles de référence.

5 Une autre méthode consiste à utiliser un code correcteur d'erreur en entrée de ce dispositif afin de protéger cette partie de l'information : le bon compromis pouvant résulter de l'utilisation conjointe des deux types de protection.

10 Par ailleurs, toujours dans le souci d'assurer l'indépendance statistique des symboles reçus nécessaire au bon fonctionnement du décodeur, les données binaires originales relatives à un motif donné doivent être dispersées à l'intérieur du motif ou même de plusieurs motifs si cela est absolument indispensable (cas d'un fading non sélectif lent).

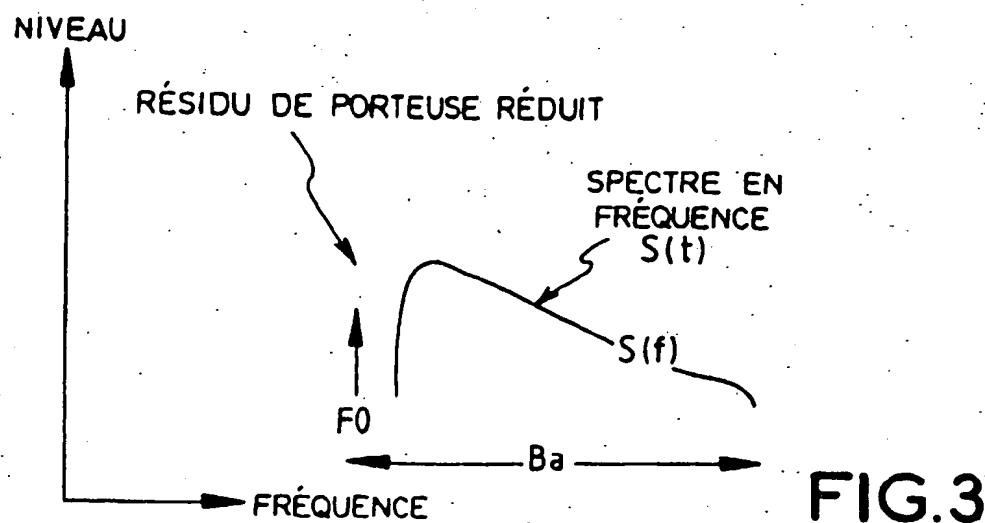
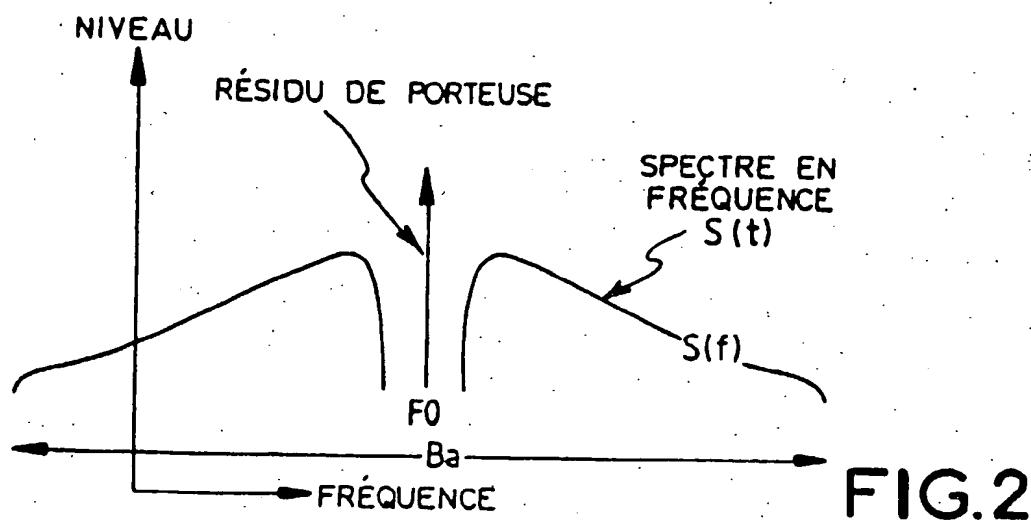
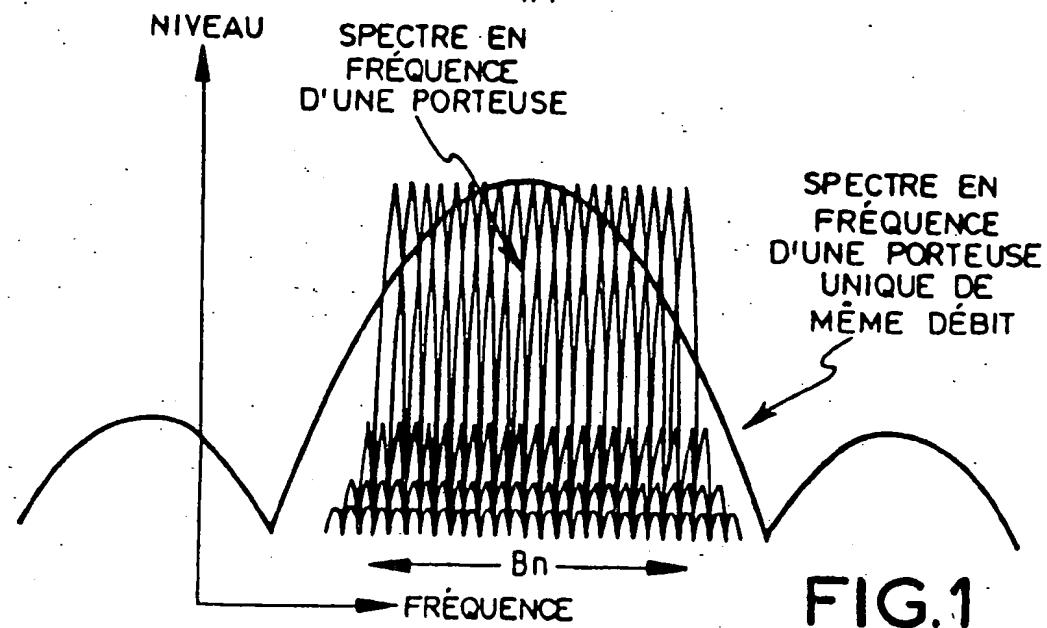
15 Les procédés bien connus dits d'entrelacement (par blocs ou convolutif) conviennent très bien ici. La seule contrainte est le délai supplémentaire entraîné par ce type de traitement.

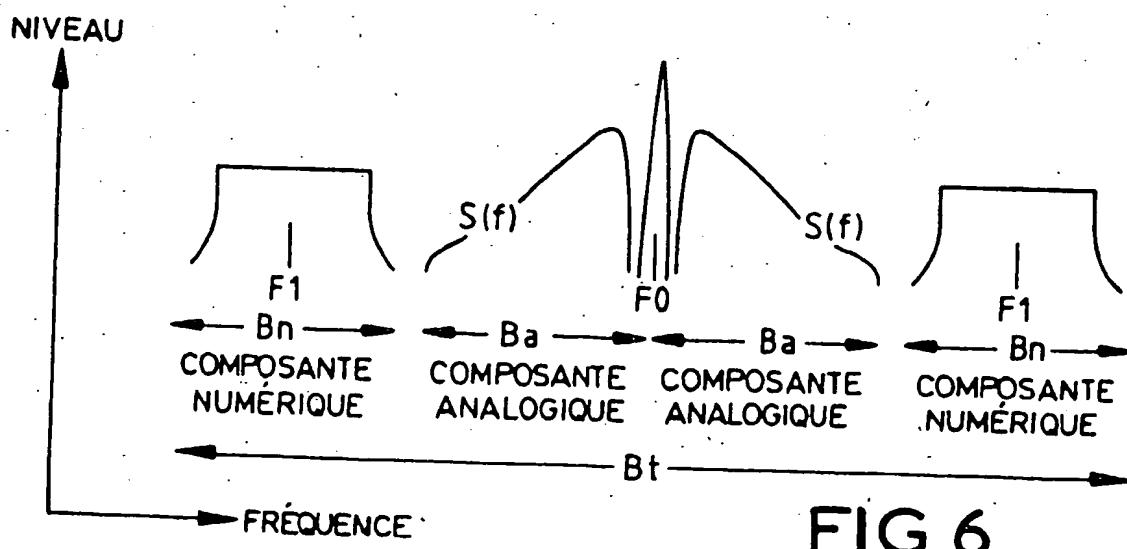
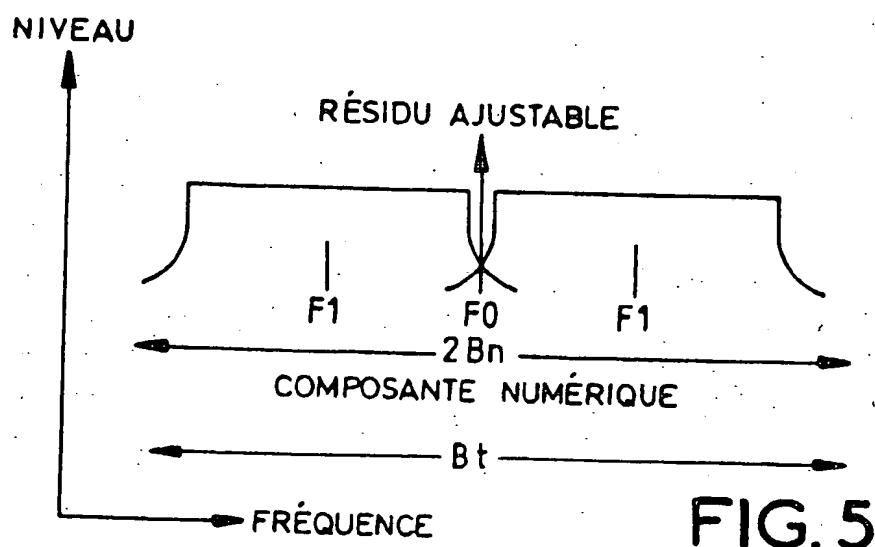
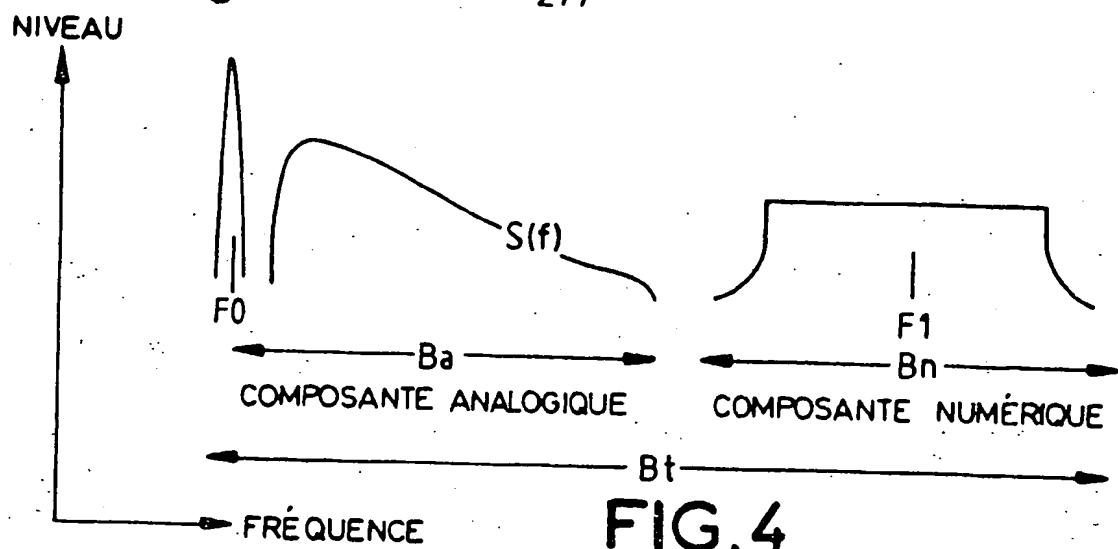
## REVENDICATIONS

1. Procédé hiérarchique de transmission et de radiodiffusion numérique d'émissions radiophoniques du type consistant à transmettre vers des récepteurs un signal audiofréquence par modulation de plusieurs porteuses en parallèle en générant périodiquement un motif comprenant un nombre déterminé de  $M$  trames elles-mêmes composées d'un nombre déterminé de porteuses de durée déterminée  $T$  et occupant une bande fréquentielle déterminée  $B$ , le motif étant constitué d'une première trame de synchronisation temporelle ( $T_1$ ) de forme connue, suivie de trames de symboles de signal, caractérisé en ce qu'il consiste à partager la bande fréquentielle  $B$  occupée par le motif en deux sous bandes de largeur  $B/2$  et symétriques l'une de l'autre par rapport à la fréquence centrale de la bande fréquentielle  $B$ , pour constituer deux  $1/2$  motifs, à transmettre périodiquement la totalité du motif ou seulement l'un des  $1/2$  motifs occupant l'une ou l'autre des deux sous bandes pour assurer une qualité de réception des informations numériques transmises adaptée à la bande des fréquences de réception des récepteurs.
2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il consiste à émettre un signal composite dont le spectre de fréquence se compose d'un premier spectre analogique représentatif d'une modulation en amplitude ou d'une modulation en bande latérale unique du signal audiofréquence à transmettre répartie sur l'une ou les deux sous bandes.
3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il consiste à coder chaque symbole suivant un nombre déterminé réduit de bits et à transmettre chaque symbole suivant une modulation de porteuse à plusieurs états d'amplitude et de phase.
4. Procédé selon la revendication 3, caractérisé en ce que le nombre de bits alloué à un symbole est transcodé sur un nombre de bits supérieur par un procédé connu sous le nom de modulation codé en treillis.
5. Procédé selon les revendications 3 et 4, caractérisé en ce que le train binaire émis par une trame de symbole d'un  $1/2$  motif se retrouve intégralement dans le train binaire émis par un motif de façon à permettre une reconstitution du signal audio adapté aux possibilités de réception des récepteurs

6. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce qu'il est adjoint aux bits sensibles ( $d_1, c_1$ ) d'un train binaire des bits complémentaires ( $d_2, c_2$ ) pour préserver la qualité de réception du signal audio.

1/7





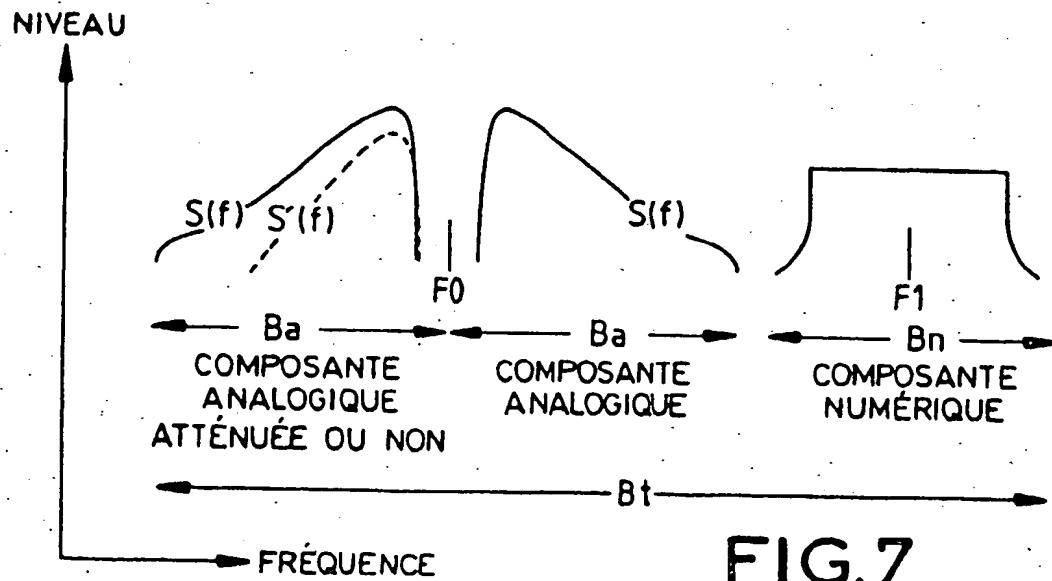


FIG.7

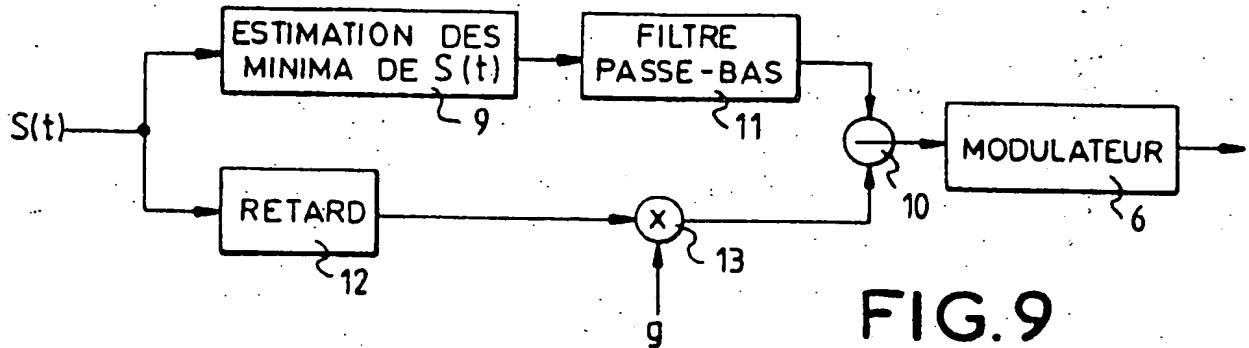


FIG.9

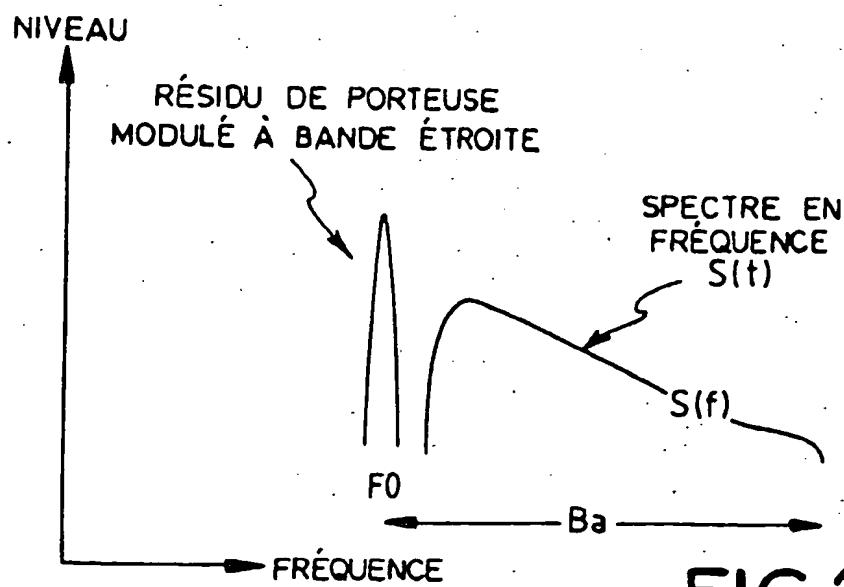


FIG.10

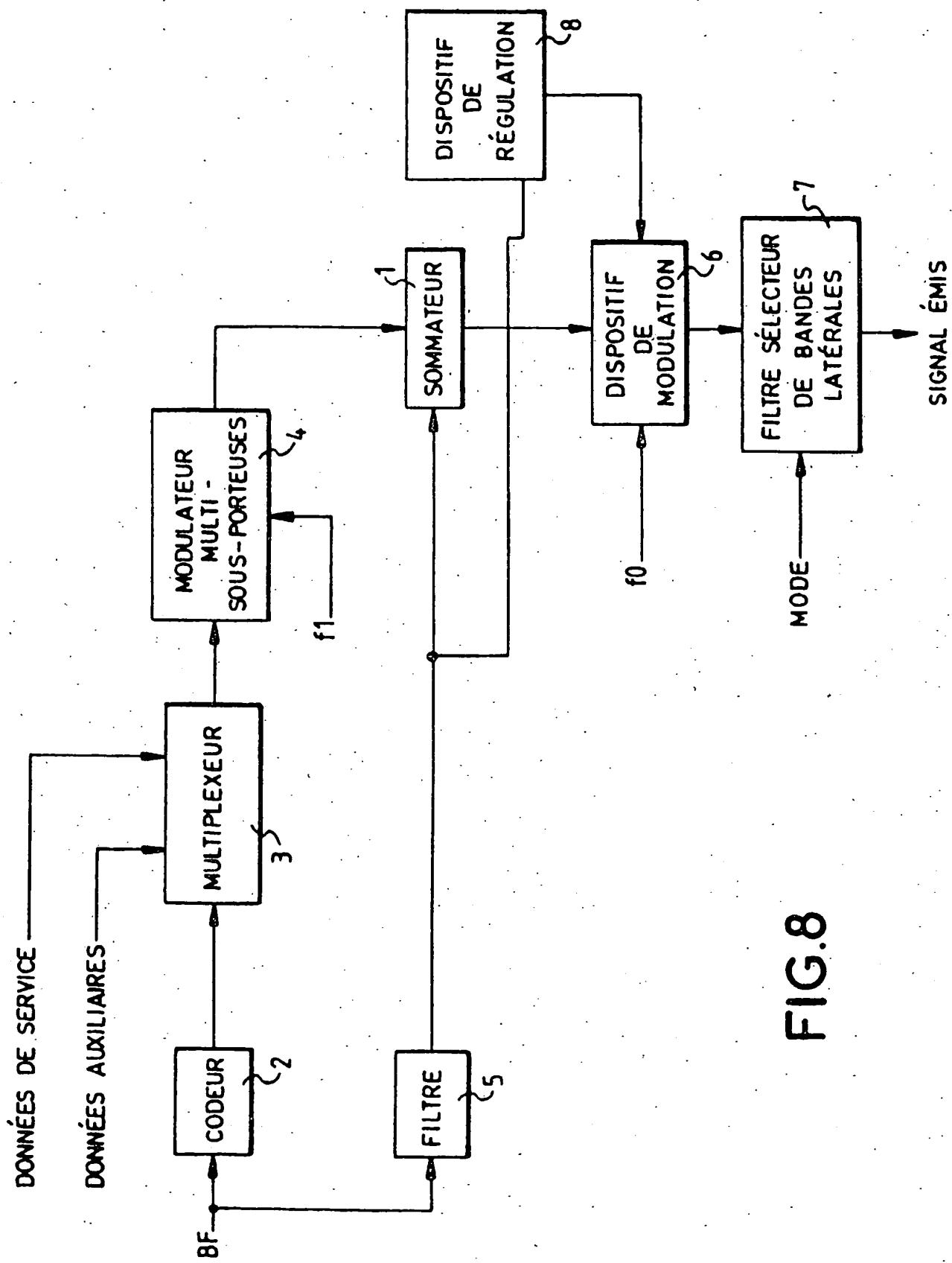


FIG.8

5/7

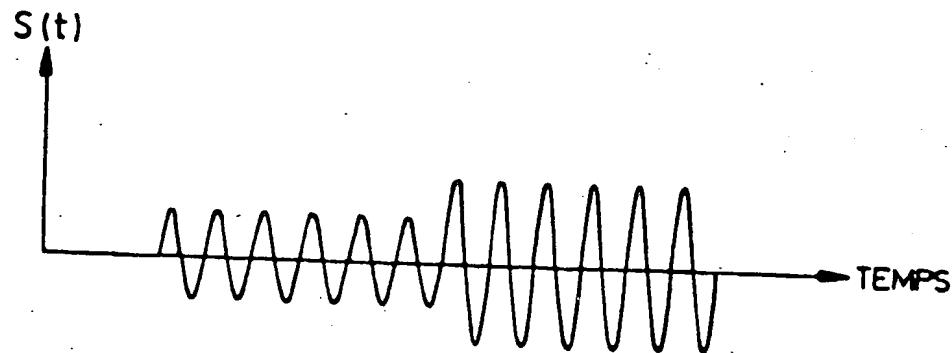


FIG.11A

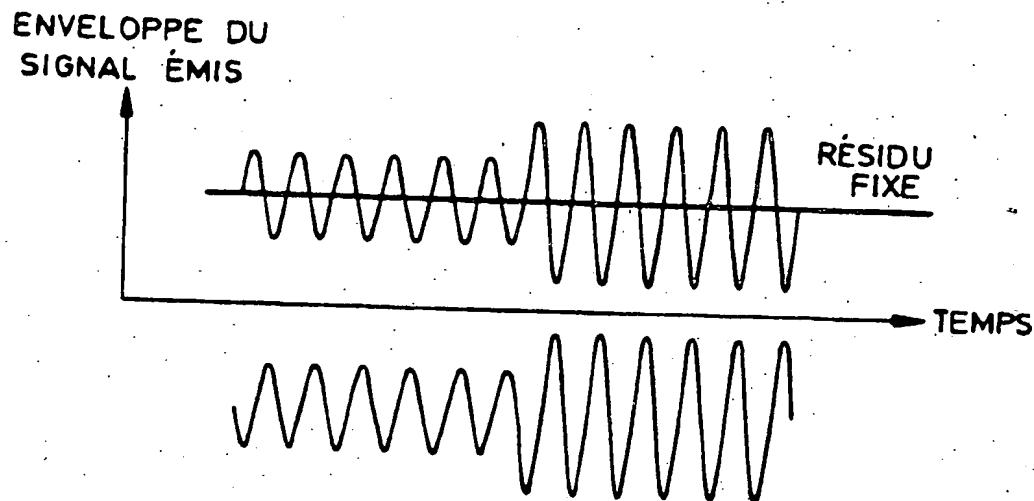


FIG.11B

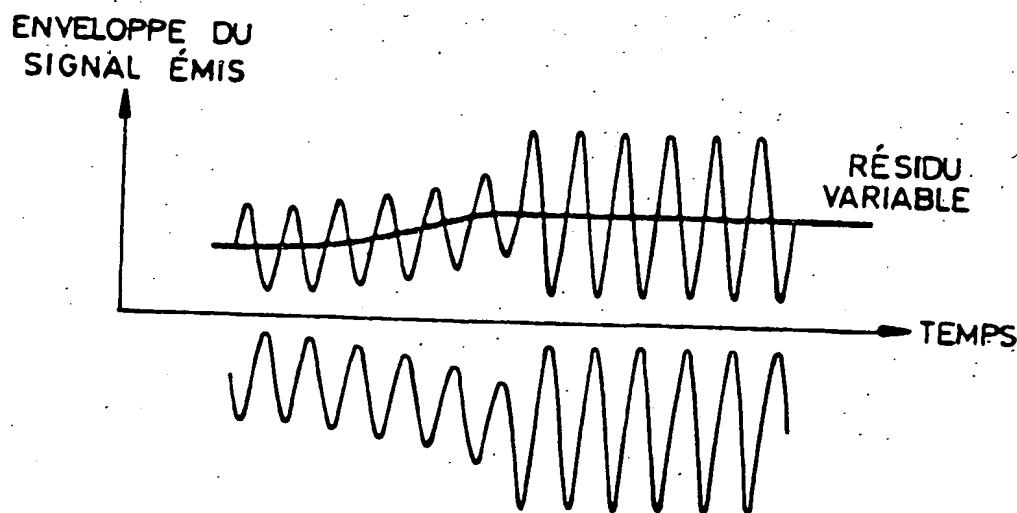


FIG.11C

6/7

	QUALITÉ ÉMISE BONNE	QUALITÉ ÉMISE EXCELLENTE
BITS SENSIBLES	c1 bits/trames	d1 bits/trames
BITS SUPPLÉMENTAIRES	c2 bits/trames	d2 bits/trames
TOTAL	C bits/trames : bas débit	D bits/trames : haut débit

FIG.12

	QUALITÉ ÉMISE BONNE	QUALITÉ ÉMISE EXCELLENTE
BITS SENSIBLES	8000 bits/s	16000 bits/s
BITS SUPPLÉMENTAIRES	4000 bits/s	8000 bits/s
TOTAL	12000 bits/s	24000 bits/s

FIG.13

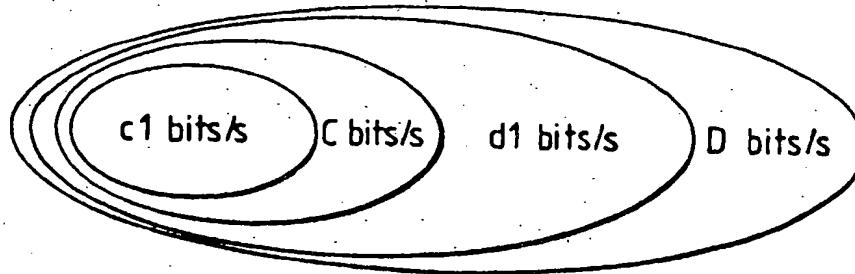


FIG.14

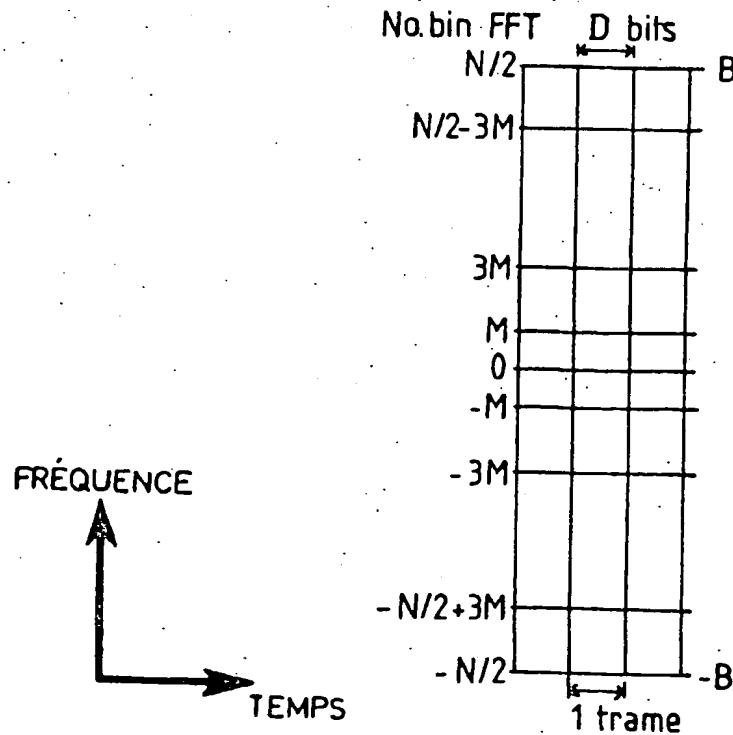


FIG.15

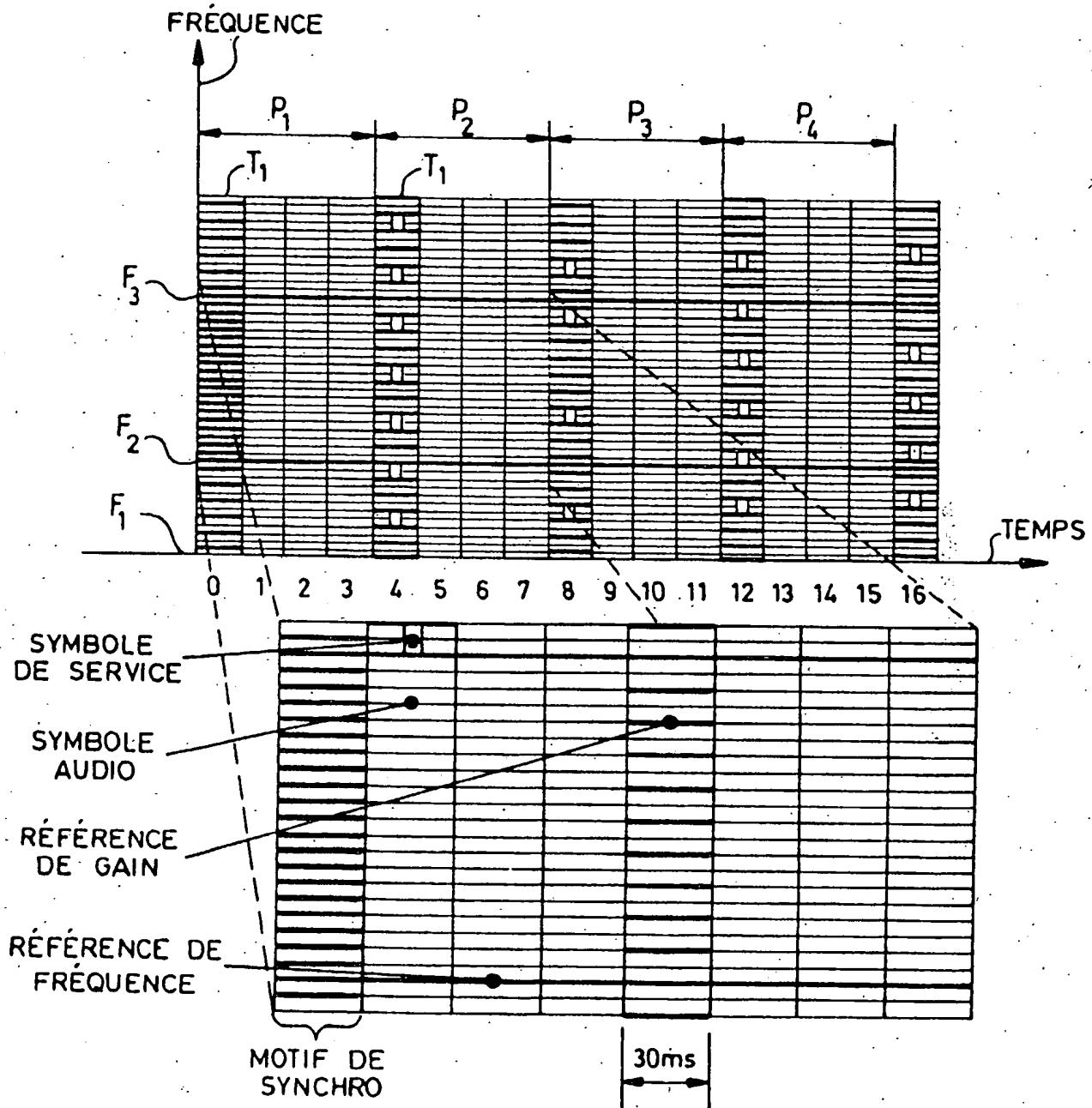


FIG.15

REPUBLIQUE FRANÇ

INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLERAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIREétabli sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la rechercheN° d'enregistrement  
nationalFA 539414  
FR 9615743

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
X	WO 95 34967 A (FRANCE TELECOM ; TELEDIFFUSION FSE (FR) ; MICHON VINCENT (FR) ; LE FL) 21 décembre 1995 * page 3, ligne 9 - ligne 19 * * page 4, ligne 18 - ligne 23 * * page 5, ligne 5 - page 6, ligne 22 * * page 10, ligne 3 - ligne 15 * * revendications 1-9 *	1
Y	---	2
Y	WO 95 24781 A (WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP) 14 septembre 1995 * page 3, ligne 6 - ligne 16; figure 1 * * page 5, ligne 35 - ligne 37 *	2
A	EP 0 448 493 A (FRANCE ETAT ; TELEDIFFUSION FSE (FR)) 25 septembre 1991 * colonne 2, ligne 8 - ligne 23 * * colonne 4, ligne 13 - ligne 36 * * colonne 4, ligne 53 - colonne 5, ligne 8 * revendication 1 *	1
A	EP 0 369 917 A (FRANCE ETAT ; TELEDIFFUSION FSE (FR)) 23 mai 1990 * page 2, ligne 1 - page 3, ligne 25 *	1
A	WO 83 02533 A (APPLIED SPECTRUM TECH) 21 juillet 1983 * page 4, ligne 22 - ligne 26 *	1
A	ALARD M ET AL: "A NEW SYSTEM OF SOUND BROADCASTING TO MOBILE RECEIVERS" IEEE EUROCON '88, (STOCKHOLM, SWEDEN), 13 - 17 juin 1988, NEW YORK, US, pages 416-420, XP000012309 * page 416, colonne de droite, alinéa 1 *	1
3		
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
25 septembre 1997		Koukourlis, S
CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES		
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire		
T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant		